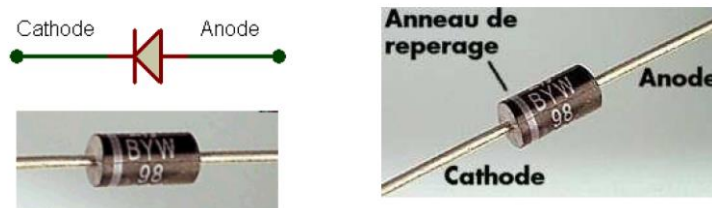
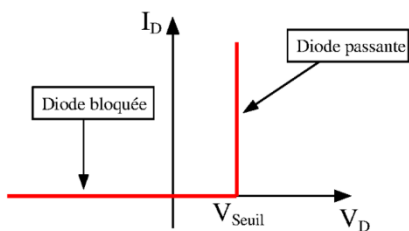
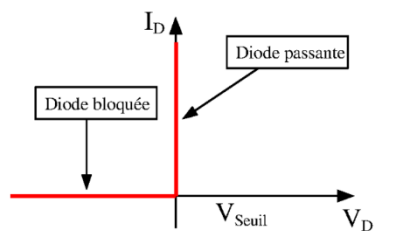
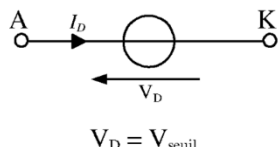
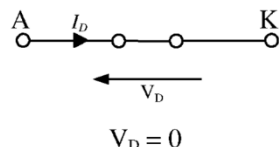
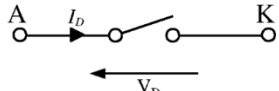


1. Diodes

Une diode est un composant passif, qui fait partie de la famille des semi-conducteurs. Par définition, une diode fait référence à tout composant électronique doté de deux électrodes. Il s'agit d'un composant polarisé qui possède donc deux électrodes, une dite anode et l'autre dite cathode. La cathode (parfois appelée K, pour Cathode) est localisée par un anneau de repérage.



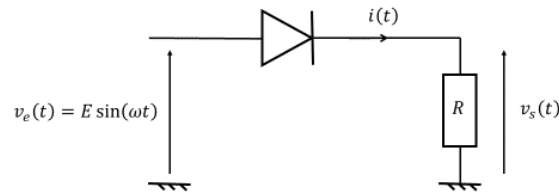
La caractéristique d'une diode de signal est en première approximation modélisée selon l'un ou l'autre des deux modèles suivants :

	Caractéristique idéalisée avec seuil	Caractéristique idéalisée sans seuil
Caractéristique		
Schéma équivalent diode passante		
Schéma équivalent diode bloquée		$I_D = 0$

La tension de seuil u_{seuil} est de l'ordre (si on la prend en compte) de 0,6 V.

Exercice 1 : Redressement monoalternance, détection de crête et détection d'enveloppe

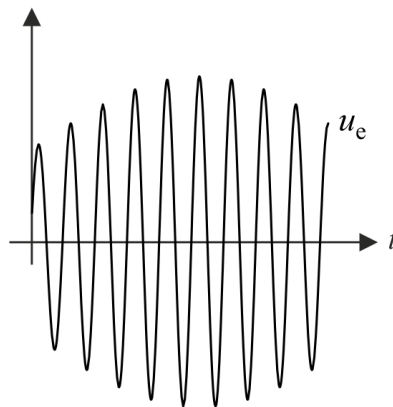
On considère dans un premier temps le circuit suivant :



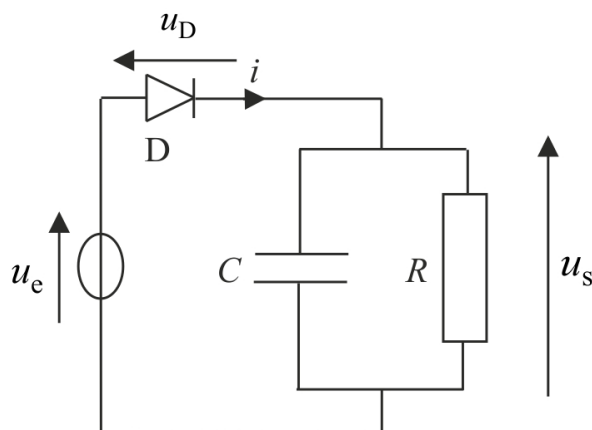
1. Déterminer $v_s(t)$ et tracer sa courbe représentative dans les deux cas : diode idéale sans seuil et diode avec seuil. Quelle est la fonction réalisée par ce montage ?

On remplace dans le circuit précédent la résistance R par un condensateur idéal de capacité C .

2. Mêmes questions que précédemment (on supposera le condensateur déchargé à $t = 0$).
3. Quelle serait l'allure de la réponse de ce second montage au signal suivant, modulé en amplitude ?
 $u_e(t) = U(1 + m \cos \omega_m t) \sin \omega_p t$ avec $\omega_p \gg \omega_m$ et $0 < m < 1$



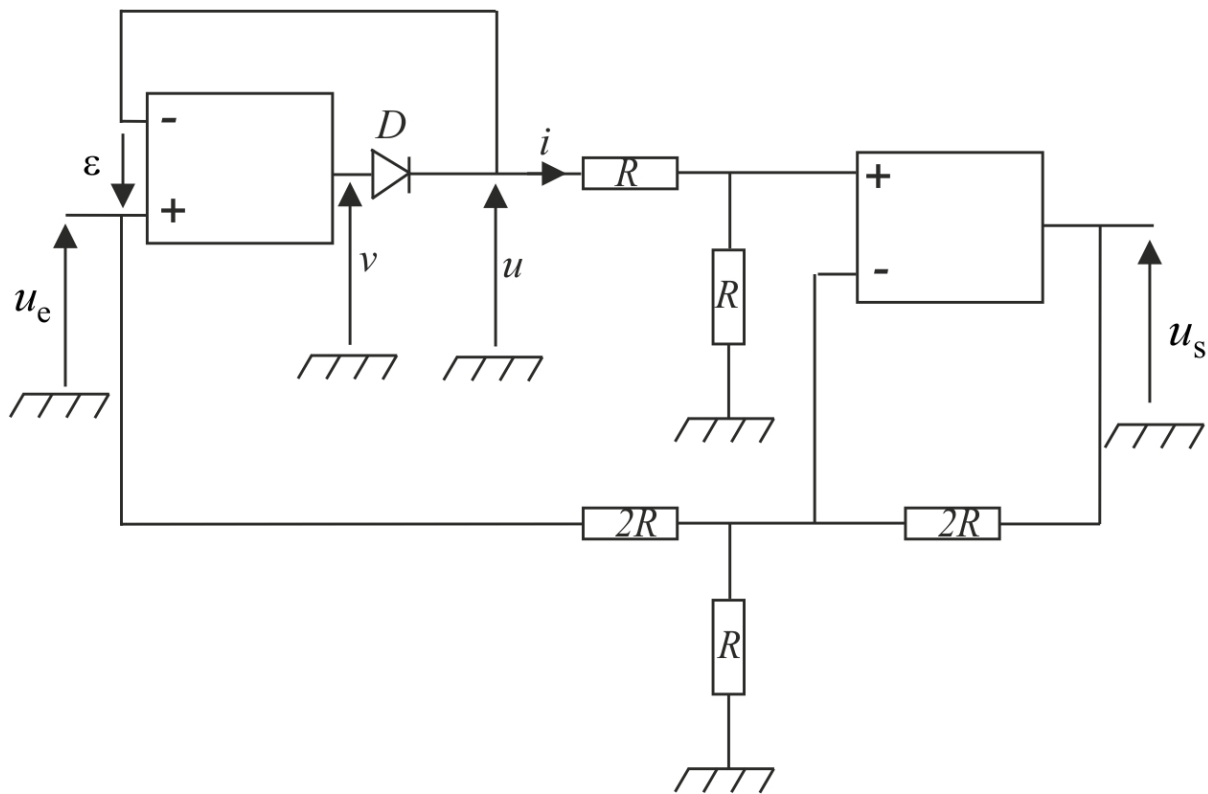
On considère maintenant le montage suivant :



4. A quelle condition sur la constante de temps $\tau = RC$ aura-t-on quasiment la même réponse qu'en l'absence de résistance ?
5. Quelle autre condition doit vérifier la constante de temps $\tau = RC$ pour que la réponse $u_s(t)$ suive le plus fidèlement possible les variations du signal modulant, de basse fréquence, y compris lors des phases de décroissance de celui-ci ? (Réponse : $\tau \leq \frac{(1+m)\omega_p}{\pi m \omega_m^2}$)
6. On donne couramment la condition suivante, plus simple : $\frac{1}{\omega_p} \ll \tau \ll \frac{1}{\omega_m}$. Qu'en pensez-vous ?
7. Proposer des valeurs numériques convenables pour R et C .

Exercice 2 : Redressement double alternance sans seuil

On considère le montage suivant, dans lequel la diode présente la tension de seuil $u_{seuil} = 0,6 \text{ V}$:



Dans un premier temps, on cherche la relation entre u et u_e .

1. On suppose la diode bloquée : il n'y a pas de rétroaction entre la sortie du premier amplificateur opérationnel et son entrée inverseuse. En déduire la valeur de v et le signe de ε . Quelle est alors la valeur de u et pour quelles valeurs de u_e cette hypothèse est-elle vérifiée ?
2. On suppose la diode passante : il y a rétroaction entre la sortie du premier amplificateur opérationnel et son entrée inverseuse. En déduire la valeur de v . Pour quelles valeurs de u_e cette hypothèse est-elle vérifiée ?
3. Quelle est donc l'opération réalisée par cette partie du montage ? Quelle est l'amélioration apportée par l'ALI ?

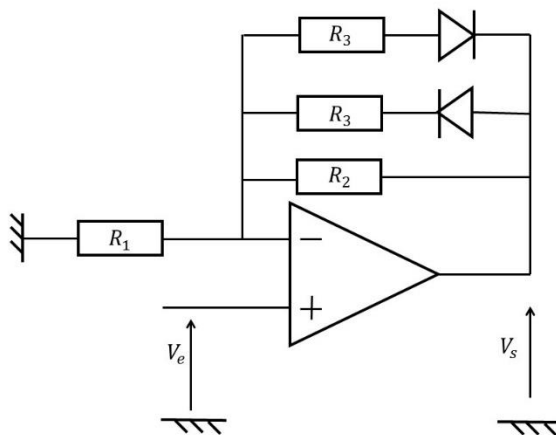
On cherche maintenant la relation entre u_s et u_e .

4. Dans quel régime fonctionne le second ALI ? Pourquoi ? En déduire la relation entre u , u_s et u_e . Tracer la caractéristique de transfert $u_s(u_e)$. Quelle est l'opération réalisée ?

5. On applique un signal d'entrée sinusoïdal $u_e(t) = E \cos \omega t$. Tracer sur le même graphe avec des couleurs différentes $u_e(t)$ et $u_s(t)$.
6. Calculer la valeur moyenne de $u_s(t)$. Quel type de filtre doit-on placer en cascade pour obtenir une tension constante ?
Comparer la valeur obtenue avec celle que l'on obtiendrait en filtrant avec le même filtre la tension u ? Conclure sur l'intérêt du redressement double alternance par rapport au redressement mono-alternance.

Exercice 3 : Limitation de l'amplitude des oscillations d'un oscillateur quasi-sinusoïdal

On souhaite ici atténuer la distorsion harmonique des signaux délivrés par un oscillateur à pont de Wien, provoquée par la saturation en tension, en réduisant le gain de l'amplificateur avant qu'il ne sature. Pour ce faire, nous allons compenser cette non-linéarité en introduisant une autre, en montant en parallèle sur la résistance R_2 de l'amplificateur non-inverseur, un pont de diodes identiques montées tête-bêche, munies de résistances adéquates :



On choisit $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$ et $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$. On n'a représenté que l'amplificateur intervenant dans l'oscillateur à pont de Wien, qui est bien entendu bouclé sur un filtre de Wien.

On tient compte dans un premier temps de la tension de seuil $u_d \approx 0,6 \text{ V}$ des diodes.

1. Justifier que le pont de diodes ne compromet pas le démarrage des oscillations en petits signaux (on cherchera une condition sur V_e pour qu'aucune des deux diodes ne soit passante).
2. Les diodes peuvent-elles devenir simultanément passantes ?

On suppose maintenant les diodes idéales (on néglige donc leur tension de seuil).

3. Que devient le gain G de l'amplificateur lorsque l'une des deux diodes est passante (ce qui suppose des signaux suffisamment grands) ?
4. Comment choisir R_3 pour obtenir une disparition de l'écrtage (atténuation du gain en grands signaux) tout en garantissant une amplitude d'oscillations la plus grande possible ?

Exercice 4 : Contrôle du rapport cyclique d'un générateur de créneaux

On considère un générateur de créneaux et de signaux triangulaires mettant en œuvre un comparateur à hystérésis adéquat bouclé sur un intégrateur à ALI.

1. Proposer une modification du montage intégrateur permettant d'obtenir des pentes différentes (en valeur absolues) pour les fronts montant et descendant du signal triangulaire – on attend donc un fonctionnement dissymétrique. Ce montage modifié met en œuvre deux diodes. Dessiner le schéma électrique modifié.

On définit le rapport cyclique ρ comme le rapport du temps passé par le comparateur à hystérésis dans l'état « haut » à la période du signal : $\rho = \frac{\Delta t_+}{T}$.

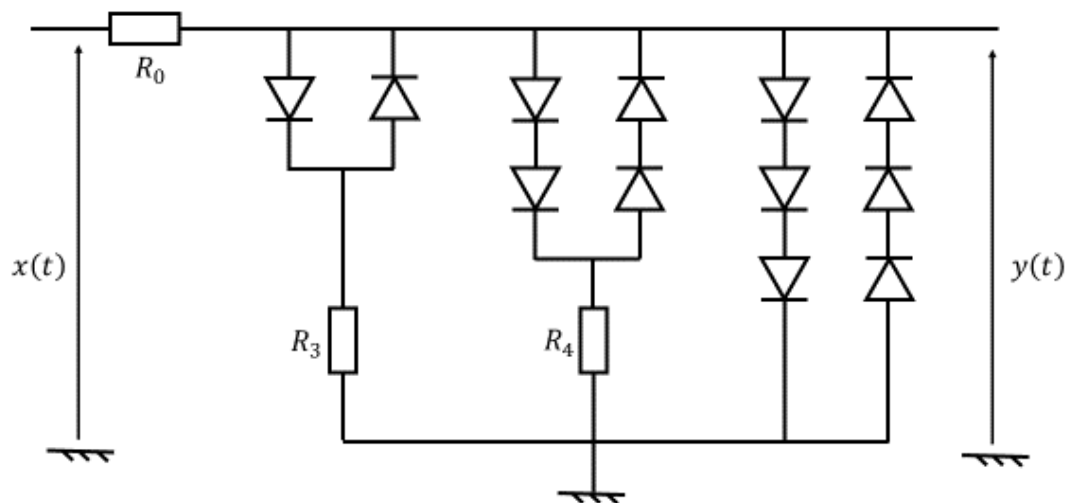
2. Exprimer le rapport cyclique ρ du montage modifié. Comment procéder pour obtenir une possibilité de réglage continu de ρ entre 0 et 1 (exclus) ?

Exercice 5 : Générateur de signaux sinusoïdaux – conformateur à diodes

On souhaite obtenir un signal quasi-sinusoïdal à partir du signal triangulaire délivré par l'intégrateur d'un multivibrateur astable. Pour cela, nous allons mettre en œuvre un circuit non linéaire appelé « conformateur à diodes ». L'idée est de construire une sinusoïde « par morceaux », chaque morceau étant un segment de droite tangent à la sinusoïde visée.

Soit $x(t)$, le signal triangulaire, d'amplitude X_0 . Nous souhaitons réaliser un circuit nous donnant idéalement un signal de la forme : $y_{idéal}(x) = Y_0 \sin\left(\frac{\pi x}{2X_0}\right)$.

On considère le circuit suivant :



Toutes les diodes signal sont identiques ; on les suppose idéales, en dehors du fait que leur tension de seuil vaut $V_d \approx 0,6$ V. La résistance R_0 vaut $R_0 = 1$ k Ω .

1. En fonction des valeurs prises par le signal de sortie $y(t)$ affine par morceaux, la pente $\frac{dy}{dx}$ prend des valeurs différentes.

Les intervalles des valeurs possibles de $|y(t)|$ sont les suivants : $\begin{cases} 0 \leq |y(t)| \leq V_d \\ V_d \leq |y(t)| \leq 2V_d \\ 2V_d \leq |y(t)| \leq 3V_d \end{cases}$ selon

que les différents ponts de diodes sont bloqués ou passants.

Les valeurs que peut prendre la pente $\frac{dy}{dx}$ sont les suivantes : $\begin{cases} \frac{R_3}{R_0+R_3} \\ \frac{R_3 R_4}{R_0 R_3 + R_0 R_4 + R_3 R_4} \\ 1 \end{cases}$.

Attribuer à chaque domaine la valeur de la pente qui lui correspond.

Que vaut l'amplitude Y_0 du signal sinusoïdal de sortie ?

2. En identifiant les valeurs de la pente $\frac{dy}{dx}$ avec la valeur prise par $\frac{dy_{idéal}}{dx}$ dans chaque intervalle, montrer que l'amplitude X_0 du signal triangulaire vaut $X_0 = \frac{3\pi}{2} V_d$ et déterminer les valeurs des résistances R_3 et R_4 qui conviennent. (Réponse : $R_3 \approx 6,5 \text{ k}\Omega$ et $R_4 \approx 2,1 \text{ k}\Omega$)

2. Multiplication de signaux

Exercice 6 : Voltmètre RMS

Les deux multiplieurs sont identiques : leur tension de sortie est $(t) = k \cdot e_1(t) \cdot e_2(t)$, $k = 0,1 \text{ V}^{-1}$.

Le dipôle D vérifie les conditions suivantes : - si $s(t) > 0$ alors $i(t) = 0$

- si $s(t) = 0$ alors $i(t) > 0$

L'ALI est supposé idéal.

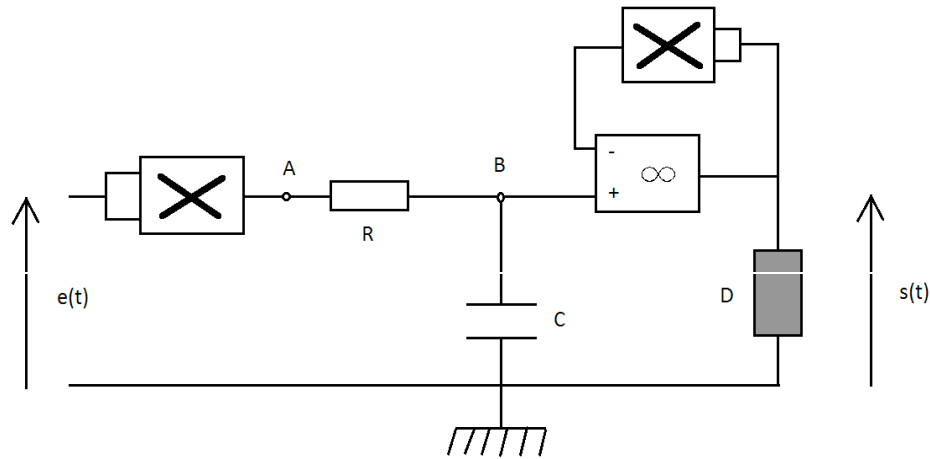
On envoie un signal de la forme $e(t) = E\sqrt{2} \sin \omega t$.

- 1) Trouver une condition sur ω , R et C pour que la composante sinusoïdale du signal au point B soit atténuée de 40 dB par rapport à la composante sinusoïdale en A.

On se place désormais sous cette condition.

- 2) Déterminer $s(t)$. A quoi sert le dipôle D ?

- 3) Expliquer en quoi le dispositif peut être utilisé comme un voltmètre. En quel mode ? Cela fonctionne-t-il toujours pour un signal non périodique ?

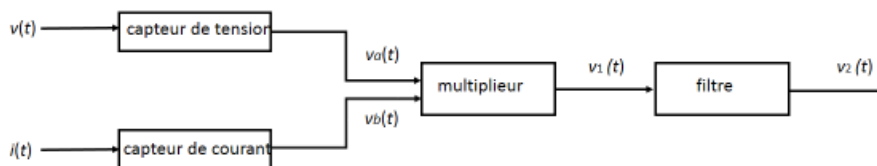


Exercice 7 : Wattmètre analogique

On considère un dipôle d'impédance complexe $Z = 5 + 10j$ (en Ω) alimenté par une tension sinusoïdale $v(t) = V\sqrt{2} \cos(\omega t)$. On exprime le courant $i(t)$ le traversant de la façon suivante :

$i(t) = I\sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi)$. On prendra : $V = 230$ V et $f = 50$ Hz.

- 1) Calculer I et φ ainsi que la puissance moyenne $\mathcal{P}_{\text{moy}}$ reçue par le dipôle.
- 2) Proposer une réalisation simple d'un filtre passe-bas passif du second ordre.
- 3) Un wattmètre électronique est réalisé selon le schéma fonctionnel suivant :



Le capteur de tension fournit une tension image de $v(t)$: $v_a(t) = k_a v(t)$. Le capteur de courant fournit une tension image de $i(t)$: $v_b(t) = k_b i(t)$. Le multiplieur produit la tension $v(t)$: $v(t) = k v_a(t) v_b(t)$. Les trois constantes multiplicatives sont positives.

Proposer une valeur de la fréquence propre et du facteur de qualité du filtre étudié précédemment permettant d'obtenir une tension proportionnelle à la puissance moyenne.

3. Modulation

Exercice 8 : Filtrage passe – bande d'un signal modulé en amplitude

On considère un signal modulé en amplitude : $s(t) = S_m(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_p t$, où $f_p = \frac{\omega_p}{2\pi}$ est la fréquence porteuse, $F = \frac{\Omega}{2\pi}$ est la fréquence du signal modulant, et m est l'indice de modulation. On aura toujours la condition $\omega_p > \Omega$.

- 1) Quel est le spectre du signal $s(t)$?
- 2) Si on remplace le terme $m(t) = m \cos \Omega t$ par $m'(t) = m_1 \cos \Omega_1 t + m_2 \cos \Omega_2 t$ dans l'expression du signal modulé, que devient son spectre ? En déduire la règle de construction du spectre obtenu pour $m(t)$ simplement périodique.
Dans la suite, on revient à $m(t) = m \cos \Omega t$.
- 3) On considère un filtre passe-bande du second ordre de fréquence de résonance f_p , et de facteur de qualité $Q \gg 1$. Montrer que pour une fréquence proche de la fréquence de résonance f_p , la fonction de transfert du filtre peut s'écrire : $\underline{H}(j\omega) \approx \frac{G_0}{1 + 2j\frac{Q}{f_p}(f - f_p)}$.
- 4) Le signal modulé $s(t) = S_m(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_p t$ traverse le filtre passe-bande précédent. Déterminer le signal de sortie du filtre. Montrer que le rôle de celui-ci consiste à déphaser (de combien ?) le signal modulant, et à modifier (de combien ?) l'indice de modulation. Faire l'application numérique pour $\frac{F}{f_p} = 0,5\%$ et $Q = 50$.

Exercice 9 : Dérive en fréquence d'un signal démodulé par détection synchrone

On réalise la démodulation d'un signal modulé en amplitude par détection synchrone, mais au lieu de se servir de la porteuse reçue de fréquence $f_p = 10$ MHz, on multiplie le signal modulé par une porteuse « locale » fabriquée au niveau du récepteur. La fréquence de cette porteuse locale n'est pas correctement asservie de sorte que sa fréquence varie légèrement autour de f_p à raison de

$$\left| \frac{\delta f_p}{f_p} \right| \approx 10^{-6}.$$

1. Exprimer le signal obtenu en sortie du démodulateur synchrone.
2. Quel est l'effet de la dérive en fréquence ? Le signal démodulé est-il exploitable ? Conclure.

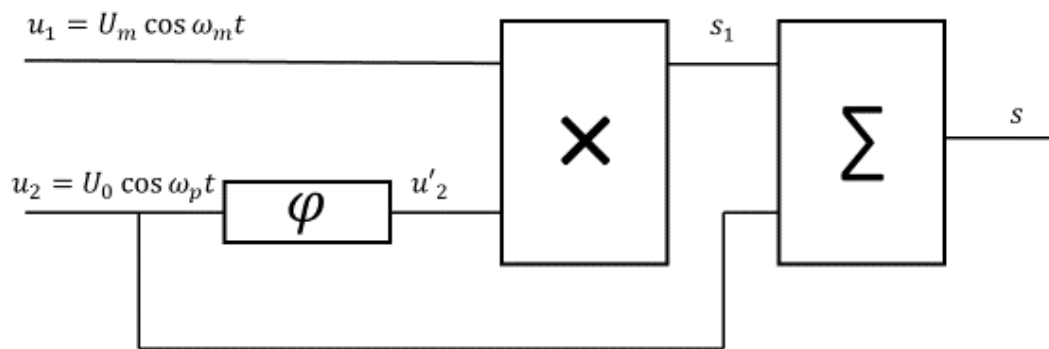
Exercice 10 : Modulation de phase

Un certain nombre d'applications exploitent la modulation de phase. Elle consiste à moduler la phase d'une porteuse par un signal modulant pour obtenir un signal modulé de la forme :

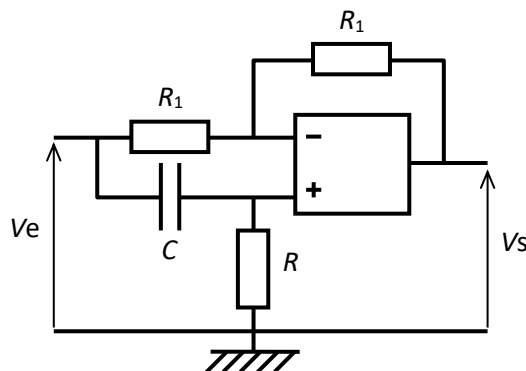
$$w(t) = U_0 \cos(\omega_p t + m \cos \omega_m t) \text{ avec } \omega_p \gg \omega_m.$$

1. Dans le cas des faibles taux modulation ($m \ll 1$), montrer que le signal modulé peut s'écrire sous la forme : $w(t) = U_0 \cos \omega_p t + f(t) \sin \omega_p t$ où $f(t)$ est une fonction à déterminer.

Dans le cas des faibles taux de modulation, on peut utiliser le schéma synoptique suivant, imaginé par E. Armstrong en 1933. L'opérateur « φ » est un opérateur linéaire à déterminer et la constante multiplicative du multiplieur vaut k .



1. Identifier les rôles joués par les signaux $u_1(t)$ et $u_2(t)$. A quel montage ce dispositif vous fait-il penser ?
2. Quelle doit être la tension $u'_2(t)$ en sortie de l'opérateur « φ » pour obtenir $s(t) = w(t)$? Quelle est donc la fonction réalisée par cet opérateur ?
3. On se propose de réaliser l'opérateur « φ » à l'aide du montage suivant



Justifier que ce montage peut convenir. Comment faut-il choisir les composants ?

4. Electronique numérique

Exercice 11 : Démonstration du critère de Shannon

On modélise l'opération d'échantillonnage d'un signal analogique $s(t)$ dont le spectre s'étend sur l'intervalle $[0, F]$ par la multiplication de ce signal par un signal $p(t)$ constitué d'impulsions périodiques de période T_e , de hauteur 1, et de durée τ . On définit le rapport cyclique α du signal $p(t)$ par : $\alpha = \frac{\tau}{T_e}$, nombre sans dimension compris entre 0 et 1. L'amplitude P_n de l'harmonique de rang n du spectre du signal $p(t)$ s'écrit : $P_n = \frac{\sin(n\pi\alpha)}{n\pi}$.

- 1) Quelles fréquences sont présentes dans le spectre du signal $p(t)$? Pour une prise d'échantillon instantanée, que vaudrait le rapport cyclique ? On adopte dorénavant une durée $\ll T_e$. Quelle est alors l'allure du spectre de $p(t)$?
- 2) Quel est le spectre du signal $s(t) * \cos\left(2\pi \frac{t}{T_e}\right)$? En déduire le spectre du signal échantillonné.
- 3) Afin de reconstituer le signal d'origine $s(t)$, il faut que le spectre du signal échantillonné contienne le spectre d'origine dans l'intervalle $[0, F]$. Montrer que la fréquence d'échantillonnage $f_e = \frac{1}{T_e}$ doit vérifier le critère de Shannon : $f_e \geq 2F$.
- 4) En téléphonie, on utilise une période d'échantillonnage de 125 μ s pour une bande passante des signaux transmis comprise dans l'intervalle [300 Hz, 3400 Hz]. En vidéo, la période d'échantillonnage vaut 74 ns pour une fréquence maximale des signaux transmis égale à 6 MHz. Commenter. Comparer les débits nécessaires à la transmission de signaux audio et vidéo.

Exercice 12 : Filtrage numérique (1)

On considère un signal $x(t)$ échantillonné : $x_n = x(nT_e)$. Ce signal passe dans un filtre numérique qui génère : $y_n = y_{n-1} + \alpha \frac{x_n + x_{n-1}}{2}$, où α est une constante caractéristique positive et sans dimension.

1. Pourquoi n'utilise-t-on pas x_{n+1} dans la relation de récurrence ? Comment peut-on dès lors qualifier le filtre ?

On se place en régime sinusoïdal forcé : $x(t) = X \cos(\omega t)$.

2. Comment doit-on choisir la période d'échantillonnage pour que cette opération soit correctement effectuée ?
3. Justifier que $y(t)$ peut s'écrire sous la forme $y(t) = Y \cos(\omega t + \varphi)$. Déterminer Y et φ et tracer leurs courbes représentatives en fonction de ω . De quel type de filtre s'agit-il ?
4. A très basse fréquence ($f \ll f_e$), déterminer la forme approchée de la fonction de transfert du filtre. Commenter.

On se place maintenant en régime stationnaire : $x(t) = X = \text{constante}$.

5. Déterminer y_n et tracer la courbe des variations de $y(t)$ en fonction du temps. Commenter. Quelle est l'opération réalisée par ce filtre numérique ?
6. Dans le cas général ($x(t)$ quelconque), quelle est l'équation différentielle régissant $y(t)$, équivalente à la relation de récurrence définissant le filtre numérique ? Quel est le sens physique de la constante α ?

Exercice 13 : Filtrage numérique (2)

On considère un signal $x(t)$ échantillonné : $x_n = x(nT_e)$. Ce signal passe dans un filtre numérique qui génère : $y_n = -y_{n-1} + 2 \frac{x_n - x_{n-1}}{\alpha}$, où α est une constante caractéristique positive et sans dimension.

1. Pourquoi n'utilise-t-on pas x_{n+1} dans la relation de récurrence ? Comment peut-on dès lors qualifier le filtre ?

On se place en régime sinusoïdal forcé : $x(t) = X \cos(\omega t)$.

2. Comment doit-on choisir la période d'échantillonnage pour que cette opération soit correctement effectuée ?
3. Justifier que $y(t)$ peut s'écrire sous la forme $y(t) = Y \cos(\omega t + \varphi)$. Déterminer Y et φ et tracer leurs courbes représentatives en fonction de ω . De quel type de filtre s'agit-il ?
4. A très basse fréquence ($f \ll f_e$), déterminer la forme approchée de la fonction de transfert du filtre. Commenter.

On applique maintenant le signal : $x(t) = pt$, où p est une constante positive.

5. Déterminer y_n et déterminer la valeur moyenne de y_n . Commenter. Quelle est l'opération approchée réalisée par ce filtre numérique ?
6. Dans le cas général ($x(t)$ quelconque), quelle est l'équation différentielle régissant $y(t)$, équivalente à la relation de récurrence définissant le filtre numérique ? Quel est le sens physique de la constante α ?

Exercice 14 : Filtrage numérique (3)

On considère un signal $x(t)$ échantillonné : $x_n = x(nT_e)$. Ce signal passe dans un filtre numérique qui génère : $y_n = \alpha \frac{x_n + x_{n-1}}{2}$, où α est une constante caractéristique positive et sans dimension.

1. Pourquoi n'utilise-t-on pas x_{n+1} dans la relation de récurrence ? Comment peut-on dès lors qualifier le filtre ?

On se place en régime sinusoïdal forcé : $x(t) = X \cos(\omega t)$.

2. Comment doit-on choisir la période d'échantillonnage pour que cette opération soit correctement effectuée ?
3. Justifier que $y(t)$ peut s'écrire sous la forme $y(t) = Y \cos(\omega t + \varphi)$. Déterminer Y et φ et tracer leurs courbes représentatives en fonction de ω . De quel type de filtre s'agit-il ?

On ajoute au signal précédent une composante continue : $x(t) = A + X \cos(\omega t)$ et on suppose que $\omega \lesssim \frac{\pi}{T_e}$.

4. Déterminer y_n . Commenter. Quelle est l'opération réalisée par ce filtre numérique ?

Exercice 15 : CD audio

Nous cherchons à enregistrer un concert sur un CD audio en format non compressé afin de ne pas perdre en qualité. Le son est capté à l'aide d'un microphone, puis filtré par un filtre passe-bas, et enfin numérisé. La fréquence d'échantillonnage d'un CD audio vaut $f_e = 44,1$ kHz, et le codage est fait sur 16 bits.

- 1) Quelle est la gamme des fréquences audibles $[f_m, F]$? Quelle fréquence d'échantillonnage minimale doit-on utiliser ? La valeur donnée ci-dessus est-elle convenable ?
- 2) On n'utilise pas dans un premier temps de filtre anti-repliement. Lors du concert, un signal haute fréquence est enregistré à 43 kHz. Cela pose-t-il problème ?
- 3) On décide d'intercaler un filtre passe-bas anti-repliement. Quelle doit être sa fréquence de coupure idéalement ? Quelle condition son gain doit-il vérifier au-delà de cette fréquence en fonction du nombre de bits de codage ?
- 4) On envisage une réalisation du filtre anti-repliement en utilisant un filtre de Butterworth d'ordre $2n$: $G(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^{4n}}}$. Le filtre doit remplir deux conditions pour être satisfaisant :

- (i) il doit être fidèle dans sa bande passante, ce que l'on traduit par le critère conventionnel : $\frac{G_{max}-G(F)}{G_{max}} \leq 0,01$.
- (ii) Il doit empêcher tout repliement du spectre (cf question (3)).
- a) Déterminer l'ordre minimal $2n$ du filtre à utiliser, ainsi que sa fréquence de coupure. Qu'en dites-vous ?
- b) Afin de rendre la réalisation du filtre anti-repliement moins délicate, on envisage maintenant un suréchantillonnage à $f'_e = 96$ kHz et un codage sur 24 bits (pour une qualité professionnelle). Reprendre la détermination de l'ordre minimal et de la fréquence de coupure du filtre nécessaire. Commenter.

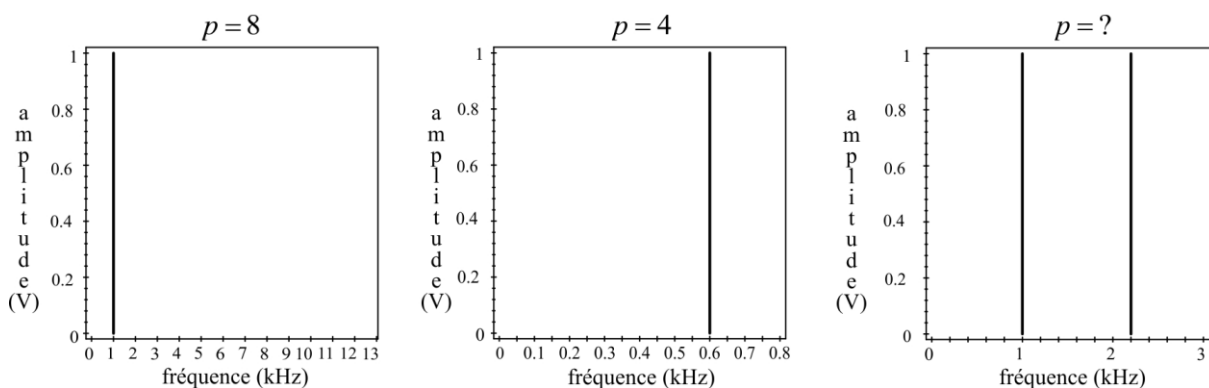
Le premier CD audio a été commercialisé en 1982. Sa durée maximale est de 74 min et a été choisie afin que la plus longue symphonie de Beethoven, la neuvième (interprétation dirigée par Wilhelm Furtwängler en 1951 au festival de Bayreuth), loge sur un seul CD ! La fréquence d'échantillonnage a été fixée à 44 100 Hz. Il y a deux signaux enregistrés pour une reproduction en stéréo et chaque échantillon est codé sur 16 bits.

- a) Quelle est, en Mo, la capacité maximale d'enregistrement d'un tel CD ? (1 octet = 8 bits)
- b) Qu'en est-il en qualité professionnelle ($f_e = 96$ kHz, 24 bits) ?

Exercice 16 : FFT d'un signal sinusoïdal

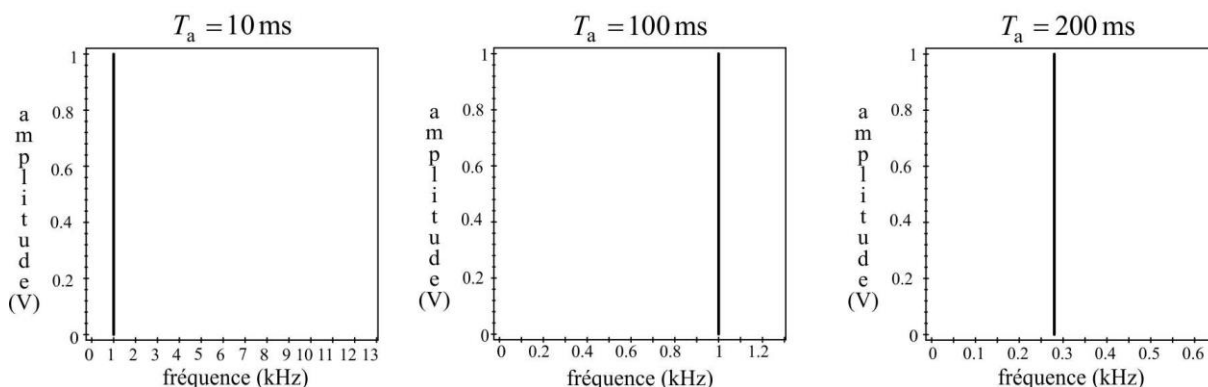
On effectue plusieurs essais d'analyse spectrale d'un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude 1V. Il y a $N = 2^p$ échantillons prélevés pendant une durée T_a .

- 1) On fixe $T_a = 10$ ms et on fait varier p :



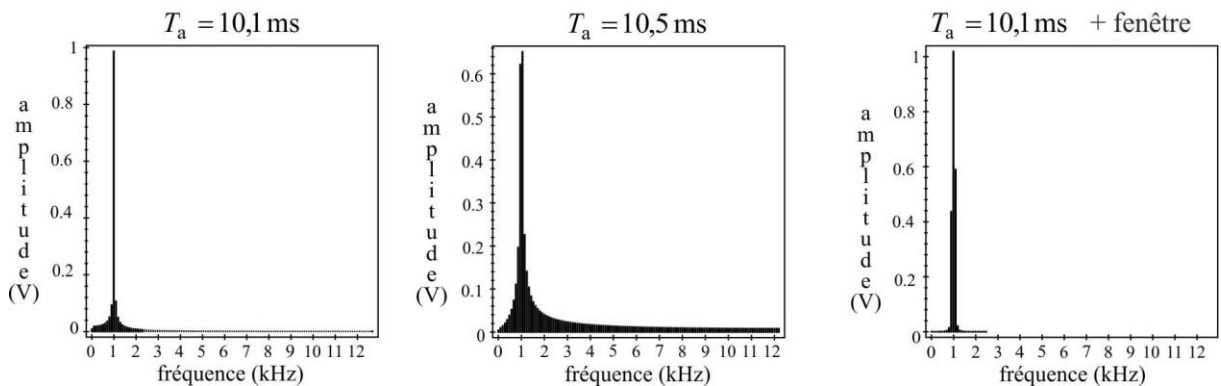
Interpréter les spectres obtenus. Trouver la valeur de p manquante.

- 2) On fixe $p = 8$ et on fait varier T_a :

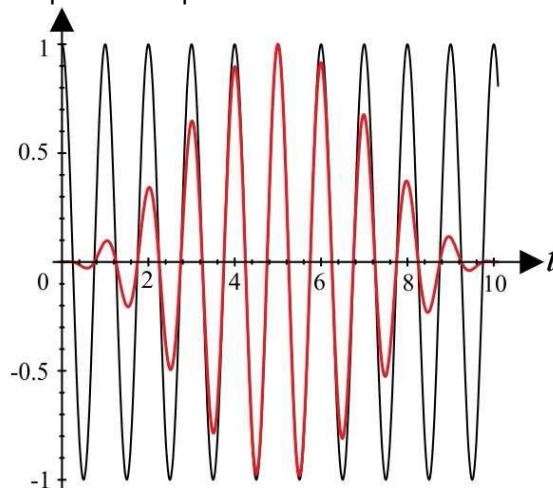


Pour chacun des spectres obtenus, calculer la résolution en fréquence et interpréter les résultats affichés.

3) On fixe $p = 8$ et on fait légèrement varier T_a :



Dans le troisième cas on a appliqué une fenêtre de Hanning dont l'effet sur le signal temporel est donné sur la figure ci-dessous. Interpréter les spectres affichés.



après application de la fenêtre de Hanning

- 4) Conclure sur l'attitude à adopter pour afficher le spectre le plus proche du « vrai » spectre du signal dans les deux cas suivants :
 - oscilloscope numérique : le nombre de points est fixe ($= 2^{11} = 2048$), l'analyse est faite sur les 8 divisions centrales, le fenêtrage est performant.
 - logiciel d'acquisition : on peut choisir le nombre de points, la durée d'acquisition puis affiner en définissant la portion de courbe à analyser (point de départ et point d'arrivée) ; le fenêtrage est peu performant.

Exercice 17 : Convertisseur analogique – numérique Flash 3 bits

Le but d'un tel système est de transformer un signal analogique $e(t)$ en un signal binaire.

$e(t)$ est ici une tension variant entre 0 et 8 V envoyée sur 7 ALI en parallèle. Le potentiel de référence vaut $V_{ref} = 8,0 \text{ V}$.

Le décodeur binaire convertit le signal délivré par les 7 ALI en un signal numérique codé sur 3 bits : $s = a_2 a_1 a_0$.

1. Déterminer la tension de sortie de chaque ALI selon la valeur de e .
2. Pour chaque intervalle de valeurs de e mis en évidence précédemment, déterminer le nombre binaire s . Tracer la courbe donnant la sortie numérique s en fonction de l'entrée analogique e .
3. Combien d'A.L.I faudrait-il pour quantifier un signal sonore sur 16 bits afin d'enregistrer un CD audio. Commenter.

